



Estimation des contraintes électrothermiques sur les composants semi-conducteurs dans les onduleurs photovoltaïques

Mouhannad Dbeiss, Yvan Avenas, Henri Zara

► To cite this version:

Mouhannad Dbeiss, Yvan Avenas, Henri Zara. Estimation des contraintes électrothermiques sur les composants semi-conducteurs dans les onduleurs photovoltaïques. Symposium de Genie Electrique, Jun 2016, Grenoble, France. hal-01361672

HAL Id: hal-01361672

<https://hal.science/hal-01361672>

Submitted on 7 Sep 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Estimation des contraintes électrothermiques sur les composants semi-conducteurs dans les onduleurs photovoltaïques

M-G. DBEISS^{1, 2}, Y. AVENAS², H. ZARA¹

¹Commissariat à l'Energie Atomique et aux Energies Renouvelables-Institut National de l'Energie Solaire (CEA-INES)

²Univ. Grenoble Alpes, G2Elab, F-38000 Grenoble, France

CNRS, G2Elab, F-38000 Grenoble, France

Mouhannad.Dbeiss@cea.fr

RESUME—Cet article présente une étude comparative entre les MOSFETs en SiC et les IGBTs en Si vis-à-vis des variations de leur température de jonction dans une application d'onduleur photovoltaïque. L'estimation de ces variations est faite en introduisant dans un modèle de calcul, des profils de mission en courant extraits d'une centrale photovoltaïque sur une année entière. Les résultats sont les profils de mission de la température de jonction des semi-conducteurs, qui permettront d'étudier ultérieurement la durée de vie des onduleurs photovoltaïques à base de MOSFET en SiC, et d'IGBT en Si.

Mots-clés—Onduleur photovoltaïque; MOSFET SiC; IGBT; Température de jonction; Profils de mission; Modèle thermique.

I. INTRODUCTION

Les composants semi-conducteurs en carbure de silicium (SiC) sont de plus en plus utilisés dans les applications de l'électronique de puissance, en raison, notamment, de leurs fortes vitesses de commutation permettant d'améliorer le rendement global et/ou la compacité des convertisseurs. [1][2][3]

Dans le cas des installations photovoltaïques, l'onduleur est le premier élément défaillant dont il est difficile aujourd'hui d'anticiper la panne, et peu d'études ont été faites sur la fiabilité de ce type de convertisseur à base de MOSFETs en SiC. [4]

Dans ce cadre, la température T_J des transistors et ses variations au cours du temps ΔT_J contribuent à l'accélération du vieillissement de l'onduleur [5][6][7], et il existe beaucoup d'articles qui essaient d'estimer cette température surtout pour les IGBT à partir de modèles thermiques [8][9][10]. L'objectif de notre étude sera donc de comparer ces variations au niveau d'un MOSFET en SiC et d'un IGBT en Si, utilisés dans un onduleur photovoltaïque à 2 niveaux, ayant les mêmes calibres en courant et en tension, et comparés sous les mêmes conditions, tout en utilisant un outil numérique permettant d'estimer cette température et ses variations à partir de profils de mission mesurés.

La connaissance de la température et de ses variations au cours du temps couplée à l'étude des modes et mécanismes de dégradation et à la connaissance des profils de mission

permettront ultérieurement d'estimer la durée de vie de ces semi-conducteurs dans les applications photovoltaïques.

Dans cet article, nous décrivons la méthode utilisée pour estimer la température de jonction des transistors en utilisant un modèle de simulation sous Matlab. Ce modèle est composé de plusieurs sous-modèles, dont les principaux sont le modèle de pertes et le modèle thermique. Ces deux modèles peuvent être couplés afin de prendre en compte la variation des pertes en fonction de la température des composants. La température, estimée en fonction du temps, est ensuite injectée dans un algorithme de comptage de cycles nommé « Rainflow » qui permet d'obtenir, pour un profil de température donné, le nombre d'occurrences de chaque valeur de ΔT_J . Cette démarche est présentée sur la Fig. 1, où I est le profil du courant, P le profil des pertes pour un composant semi-conducteur donné, T_J le profil de la température de sa jonction, ΔT_J la variation de cette température, T_{JM} la température moyenne et T_A la température ambiante.

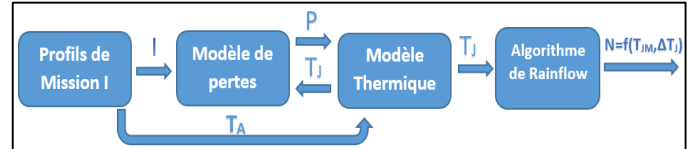


Fig.1 Schéma bloc de la démarche suivie.

II. METHODOLOGIE

A. Choix des composants

Pour réaliser notre étude, les modules choisis sont, pour l'IGBT, le module FF225R17ME4 [11] d'Infineon présenté sur la Fig. 2, et pour le MOSFET en SiC le module CAS300M17BM2 de CREE [12], présenté sur la Fig. 3. Ils ont 1700V comme calibre en tension et 225 A comme calibre en courant. Notons que les diodes du module de puissance à IGBT sont des diodes PiN et que celles du module SiC sont des diodes Schottky. Etant données que les performances électriques et thermiques des deux types de modules sont très différentes [2][3], nous avons choisi deux systèmes de refroidissement à air distincts, dimensionnés séparément pour chaque module.

Nous partons dans cette étude d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension présenté dans le cas du module SiC sur la Fig. 4, où E est la tension du bus continu, C_{bus} la capacité du

bus, C_1 à C_6 les commandes d'amorçage respectives des MOS_1 à MOS_6 , et LCL le filtre de sortie. Dans notre étude nous prenons une tension de bus E de 1200 V et une tension de sortie entre phases de 690 V avec la fréquence du réseau $f=50\text{Hz}$, en utilisant un facteur de modulation $m=0.95$ et une fréquence de commutation $f_c=4\text{ kHz}$, avec un facteur de puissance $\cos \varphi = 1$.

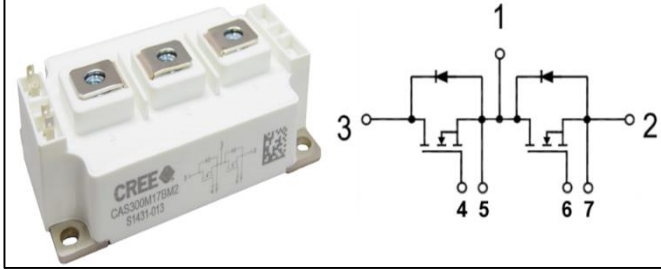


Fig.2 Le module IGBT en Si FF225R17ME4

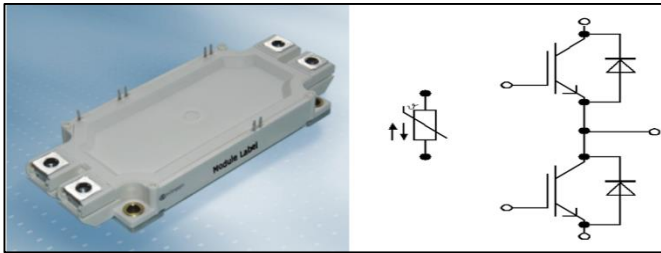


Fig.3 Le module MOSFET en SiC CAS300M17BM2

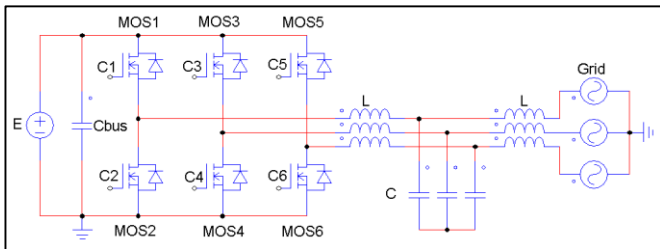


Fig.4 L'onduleur triphasé à 2 niveaux à base de MOSFETs en SiC

B. Les profils de mission

Des mesures du courant produit et de la température ambiante provenant d'une centrale photovoltaïque du sud de la France, relevés en 2015, sont injectées au modèle de pertes. Sur les Fig. 5 et 6, ils sont représentés sur une année. La Fig. 7 permet de voir une évolution typique de ces grandeurs sur une journée. Ces profils typiques sont présentés afin de mettre en exergue les spécificités des systèmes photovoltaïques.

Les mesures sont prises avec un pas de temps de 5s. Afin d'estimer la température de jonction des modules de puissance à l'échelle de la période réseau T_{BF} (i.e. chaque 20 ms), nous appliquons une interpolation linéaire sur les profils de mission entre chaque point de mesure. Notons que nous avons vérifié que l'échelle de 5s était suffisante pour observer l'ensemble des dynamiques de courant de la centrale photovoltaïque étudiée.

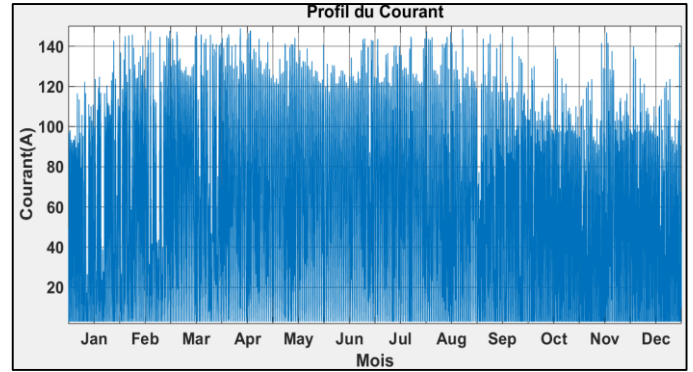


Fig.5 Le profil du courant sur l'année 2015

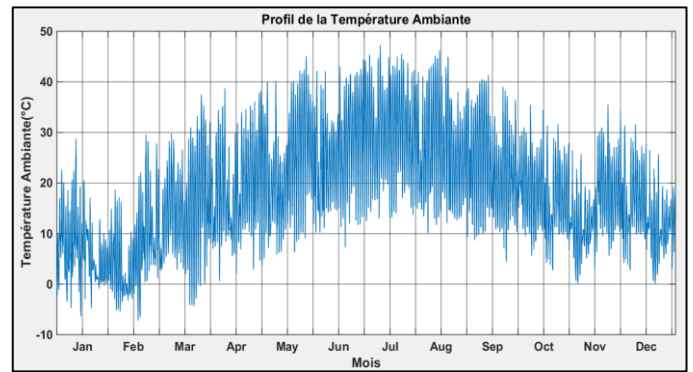


Fig.6 Le profil de la température ambiante sur l'année 2015

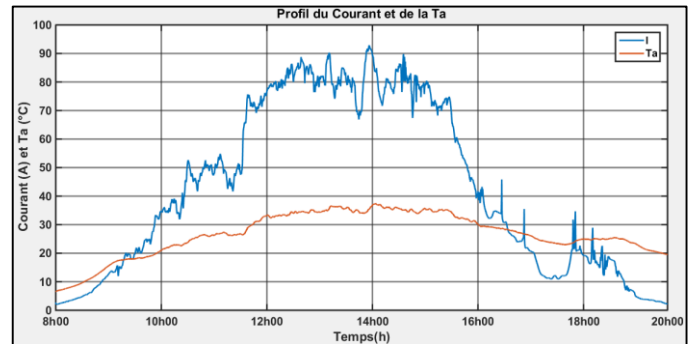


Fig. 7 Profil de courant et de température ambiante sur une journée

III. FONCTIONNEMENT ET MODELE DE PERTES

A. Considérations pour le calcul

L'évolution des pertes dans les composants semi-conducteurs en fonction du temps est estimée grâce au profil de mission présenté ci-dessus. Vu que nous avons un nombre très important d'échantillons (un échantillon chaque 20 ms) tout au long de l'année, nous simplifierons le calcul en utilisant seulement la valeur des pertes moyennes sur une période basse fréquence T_{BF} . Nous ne prendrons ainsi pas en compte les variations de température au sein de chaque période basse fréquence dans nos calculs [13].

Dans les parties qui suivent nous ne développerons que la méthode d'estimation des pertes dans le module à MOSFETs en SiC, car le cas des IGBTs est largement présenté dans la littérature [14][15].

B. Fonctionnement dans le premier quadrant

Dans le cas où le MOSFET est commandé à la fermeture et que le courant I_T qui le traverse est positif, la relation entre ce courant et la tension V_{DS} à ses bornes est : [1]

$$V_{DS} = R_{DSon} I_T \quad (1)$$

avec R_{DSon} la résistance à l'état passant du MOSFET

C. Fonctionnement dans le 3^e quadrant

Quand le courant est négatif et que le MOSFET est passant, celui-ci peut passer à la fois dans la diode Schottky en antiparallèle et dans le MOSFET. La répartition du courant dans ces deux composants dépend alors du niveau de courant global imposé par la charge. La Fig. 8 présente la modélisation du courant dans le transistor I_T , celle du courant dans la diode I_D et le courant total I en fonction de la tension V_{DS} aux bornes des deux composants. Nous noterons E_0 la tension de seuil de la diode Schottky. Pour notre modélisation, nous supposons que la diode est bloquée si sa tension est plus petite que E_0 et qu'elle est équivalente à une source de tension E_0 en série avec une résistance R_D dans le cas contraire.

Ainsi, si $V_{DS} < E_0$, le MOSFET conduit tout seul et $I_T = I$. Si $V_{DS} \geq E_0$, le MOSFET et la diode conduisent ensemble, avec :

$$I_T = \frac{E_0 + R_D * I}{R_{DSon} + R_D} \quad (2)$$

Et

$$I_D = \frac{R_{DSon} * I - E_0}{R_{DSon} + R_D} \quad (3)$$

La diode Schottky en SiC, ayant une tension de seuil E_0 plus petite que celle de la diode body, cette dernière conduit très peu ce qui permet de minimiser les pertes en commutation, qui sont quasiment nulles dans la Schottky SiC. [16]

La Fig. 9 montre l'allure du courant I_T et la Fig. 10 celui du courant I_D sur une période basse fréquence T_{bf} . Nous pouvons remarquer sur la Fig. 9 qu'à un moment donné durant l'alternance négative du courant I , l'allure sinusoïdale du courant I_T se déforme ; c'est à ce moment-là que la diode commence à conduire en dehors des temps morts.

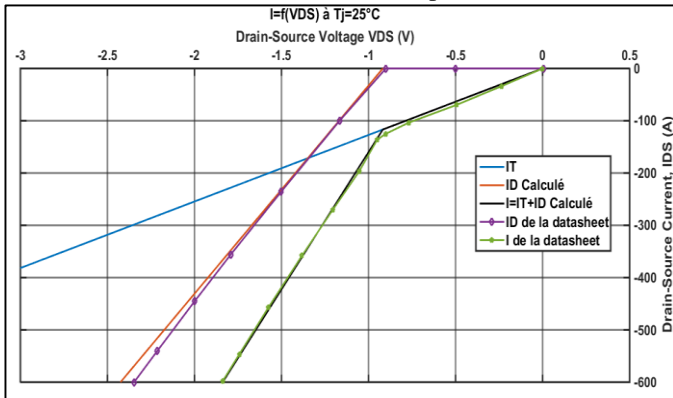


Fig. 8 Courbes de I , I_T , $I_D = f(V_{DS})$

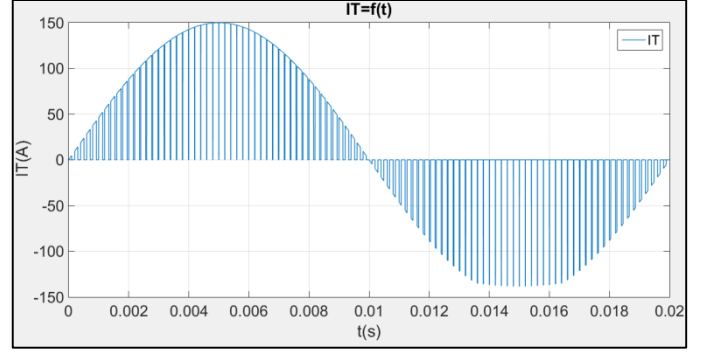


Fig. 9 Courbe de $I_T = f(V_{DS})$

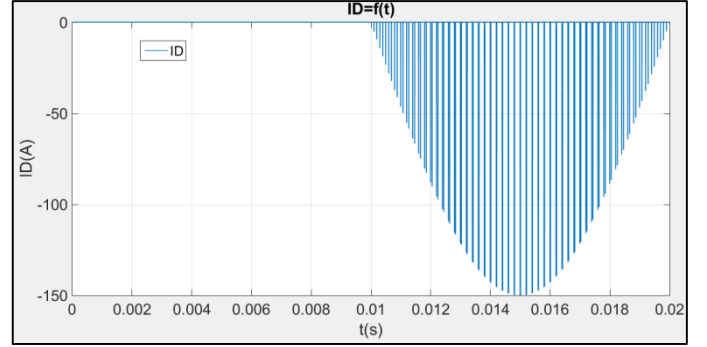


Fig. 10 Courbe de $I_D = f(V_{DS})$

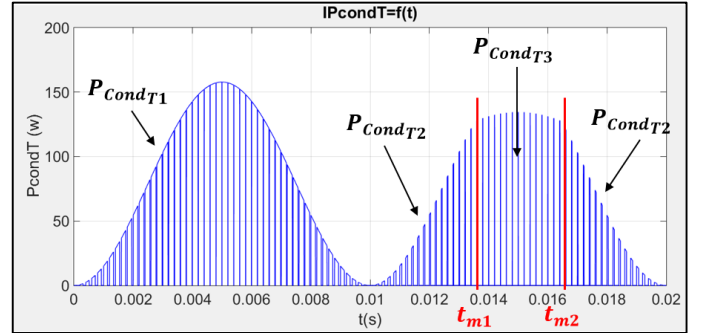


Fig. 11 Les pertes en conduction du MOSFET

D. Les pertes du MOSFET en conduction

Comme cité avant, nous nous intéressons au calcul des pertes moyennes sur une période basse fréquence. Pour cela nous utiliserons une méthode analytique basée sur l'intégration des pertes moyennes sur chaque période de découpage. La Fig. 11 montre les pertes instantanées en conduction dans le MOSFET sur T_{bf} . Ces pertes sont exprimées dans les paragraphes suivants [17][18][19].

1) P_{CondT1}

Ce sont les pertes moyennes en conduction durant l'alternance positive du courant dans la charge I , données par l'équation suivante :

$$P_{CondT1} = \left(\frac{1}{T_{bf}} \right) * \int_0^{\frac{T_{bf}}{2}} \alpha * R_{DSon} * I^2 dt \quad (4)$$

2) P_{CondT2}

Ce sont les pertes moyennes en conduction durant l'alternance négative du courant I, où le MOSFET conduit tout seul, données par l'équation suivante :

$$P_{CondT2} = 2 * \left(\frac{1}{T_{bf}} \right) * \int_{\frac{T_{bf}}{2}}^{t_{m1}} \alpha * R_{DSon} * I^2 dt \quad (5)$$

3) P_{CondT3}

Ce sont les pertes moyennes en conduction durant l'alternance négative du courant I, où le MOSFET conduit avec la diode Schottky, données par l'équation suivante :

$$P_{CondT3} = \left(\frac{1}{T_{bf}} \right) * \int_{t_{m1}}^{t_{m2}} \alpha * R_{DSon} * I_T^2 dt \quad (6)$$

où α est le rapport cyclique « instantané », t_{m1} et t_{m2} sont respectivement le moment où la diode commence et s'arrête de conduire. Les pertes moyennes totales en conduction seront la somme de ces 3 types de pertes.

E. Les pertes du MOSFET en commutation

Le MOSFET commute juste durant l'alternance positive du courant I, comme on peut voir sur la Fig. 12. P_{comT_M} sont les pertes moyennes en commutation du MOSFET sur T_{bf} , données par l'équation suivante :

$$P_{comT_M} = E * I_m * f_c * \frac{E_{off} + E_{on}}{I_{ref} * \pi * V_{cc}} \quad (7)$$

où E_{on} et E_{off} sont respectivement les énergies de commutation à la fermeture et à l'ouverture issues des documentations constructeur, I_m la valeur maximale du courant I sur T_{bf} , f_c la fréquence de commutation. V_{cc} et I_{ref} sont des grandeurs issues des documentations constructeur et reliées aux courbes de $E_{on} = f(I)$ et $E_{off} = f(I)$.

F. Pertes dans la diode Schottky SiC

Comme cité avant, les pertes en commutation dans une diode Schottky SiC sont fortement négligeables puisque l'énergie de recouvrement correspondante E_{rec} [16] est quasi nulle. La Fig. 13 présente la courbe $P_{condD} = f(t)$, où P_{condD} sont les pertes en conduction instantanées de la diode sur T_{bf} . La Fig. 14 est un zoom de la Fig. 13 pour mieux observer les différentes phases de conduction. Nous voyons que la diode conduit tout le courant I durant les temps morts et que le niveau du courant diminue lorsque le MOSFET devient passant. Les pertes moyennes en conduction de la diode sont exprimées dans les paragraphes suivants.

1) $P_{CondInv}$

Ce sont les pertes moyennes en conduction de la diode durant le fonctionnement en inverse du MOSFET, où les deux conduisent ensemble, données par l'équation suivante :

$$P_{CondInv} = \left(\frac{1}{T_{bf}} \right) * \int_{t_{m1}}^{t_{m2}} \alpha * (E_0 + R_D * I_D) * I_D dt \quad (8)$$

2) P_{Condtm}

Ce sont les pertes moyennes en conduction de la diode durant le temps mort, données par l'équation suivante :

$$P_{Condtm} = \left(\frac{1}{T_{bf}} \right) * \int_{\frac{T_{fb}}{2}}^{T_c} \left(2 * \left(\frac{1}{T_c} \right) * \int_{T_c - tm}^{T_c} (E_0 + R_D * I_D) * I_D dt \right) dt \quad (9)$$

où t_m est le temps mort et T_c la période de commutation.

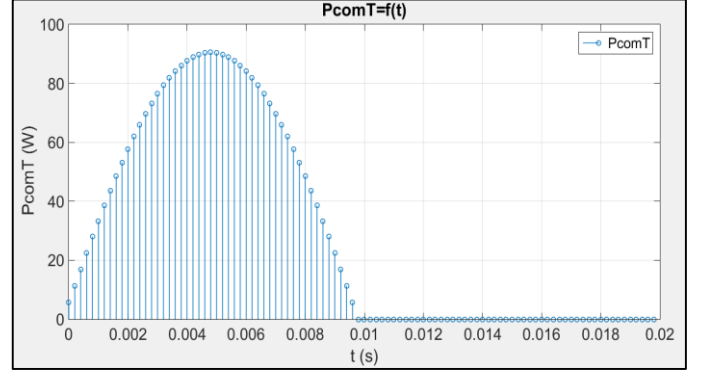


Fig. 12 Les pertes en commutation du MOSFET

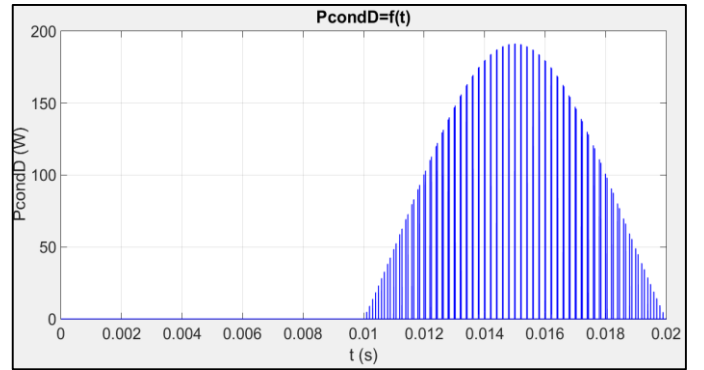


Fig. 13 Les pertes en conduction de la diode

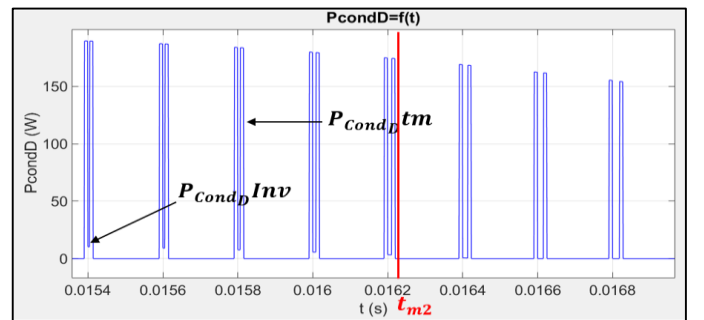


Fig. 14 Les pertes en conduction de la diode (zoom de la Fig. 13)

IV. COUPLAGE ELECTROTHERMIQUE

Le couplage électrothermique est la prise en compte de la dépendance de certains paramètres électriques vis-à-vis de la température de jonction des composants. Ce couplage existe dans le cas d'un IGBT, mais son effet est beaucoup plus important dans le cas du MOSFET, en particulier pour R_{DSon} . Les Fig. 15 à 17 représentent respectivement la dépendance en température des paramètres E_0 , R_D et R_{DSon} . Notons que ce dernier paramètre dépend aussi du courant I_T , c'est pourquoi la

Fig. 17 représente son évolution vis-à-vis de la température et du courant. [19]

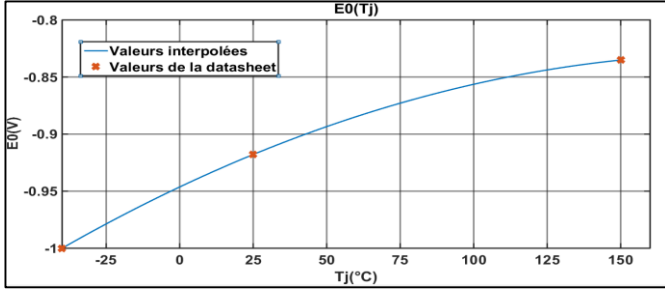


Fig. 15 Courbe de $E_0 = f(T_j)$

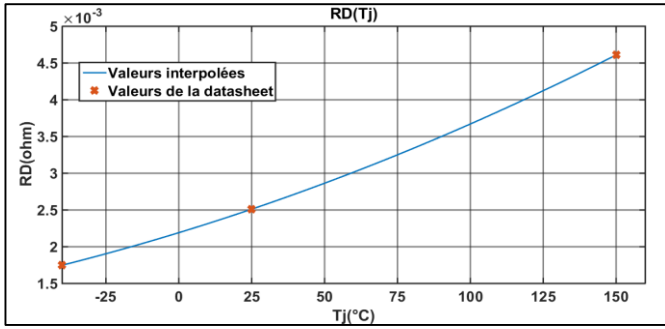


Fig. 16 Courbe de $R_D = f(T_j)$

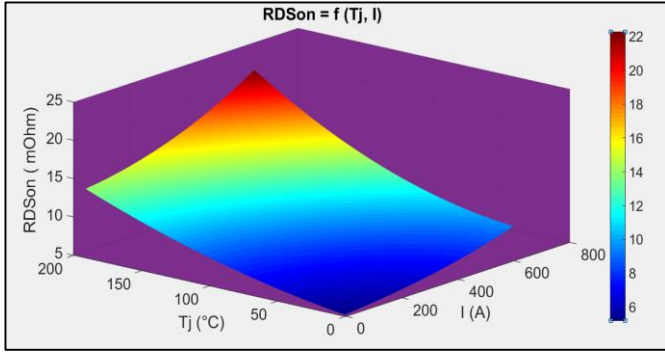


Fig. 17 Courbe de $R_{DSon} = f(T_j, I)$

V. LE MODELE THERMIQUE

Ce modèle a comme entrée les profils de pertes. Dans ce modèle, nous utilisons les impédances thermiques Boîtier-Refrigérisseur Z_{thCH} (Case-Heatsink), Refrigérisseur-Ambient Z_{thHA} (Heatsink-Ambient) et Jonction-Boîtier Z_{thJC} (Junction-Case). Cette dernière est donnée par l'équation suivante selon le modèle de Foster : [14][15][20]

$$Z_{thJC} = \sum_{i=0}^{N-1} R_{thi} * (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{Ti}}}) \quad (10)$$

où R_{thi} est la résistance thermique au point i du modèle et τ_{Ti} la constante de temps au point i , et N le nombre de couches du modèle. Cette impédance thermique représente une image de l'évolution de la température en appliquant un échelon de puissance au modèle équivalent électrique présenté Fig. 18.

L'utilisation de modèles de Foster n'est normalement possible que si la température du boîtier T_C reste constante. Toutefois, si cette dernière varie lentement par rapport à la constante de temps du module de puissance (de l'ordre de la seconde), l'utilisation de ce type de modèle donne de bons résultats. C'est en général le cas pour les dissipateurs à air [10].

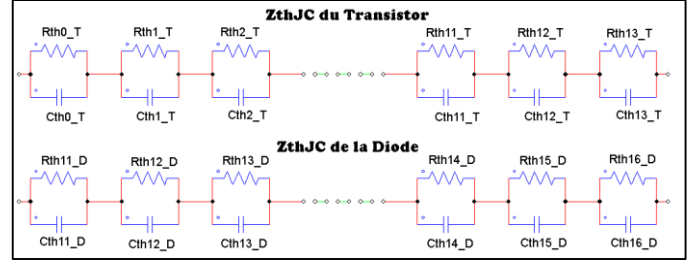


Fig. 18 Les impédances thermiques Z_{thJC} pour le transistor et la diode.

L'impédance thermique totale du système Z_{thT} n'est que l'image de la réponse indicelle du système, c.à.d. la réponse à un échelon de puissance. Alors, pour obtenir la température de chaque composant qui correspond aux profils de pertes P_T , nous convolvons cette dernière avec la dérivée de l'impédance Z_{thT}' , qui est la réponse impulsionnelle du système complet (semi-conducteur + refroidisseur), d'où dans le cas d'un module d'un seul transistor et diode on a :

$$T_{jT} = \Delta T_{JA} + T_A = P_T (*) Z_{thT}' + T_A \quad (11)$$

Mais, comme nous avons un onduleur triphasé à 2 niveaux composé de 3 modules de puissance contenant chacun 2 transistors et 2 diodes, nous pouvons représenter le modèle thermique du système par le schéma électrique présenté sur la Fig. 19. Sur cette figure, P_T et P_D sont les pertes dans un transistor et dans une diode respectivement, $Z_{thJC}T$ et $Z_{thJC}D$ les impédances thermiques Jonction-Boîtier, $Z_{thCH}T$ et $Z_{thCH}D$ les impédances thermiques Boîtier-Refrigérisseur, du transistor et de la diode respectivement. Z_{HA} est l'impédance thermique Refrigérisseur-Ambient et T_A la température ambiante. Notons que les impédances thermiques représentées sur le circuit sont les schémas équivalents électriques et non les impédances thermiques (grandeurs dépendant du temps).

Grâce à ce circuit nous pouvons calculer la température de jonction du transistor de la manière suivante :

$$T_{jT} = \Delta T_{ja} + T_A = P_T (*) (Z_{thJC}T + Z_{thCH}T)' + 6(P_T + P_D)(*)Z_{thHA}' + T_A \quad (12)$$

Et celle de la diode :

$$T_{jD} = \Delta T_{ja} + T_A = P_D (*) (Z_{thJC}D + Z_{thCH}D)' + 6(P_T + P_D)(*)Z_{thHA}' + T_A \quad (13)$$

L'écriture des équations 12 et 13 repose sur le fait que nous avons utilisé une modélisation par réseaux de Foster qui permet d'avoir une conservation du courant (du flux de chaleur) dans tout l'assemblage (ce qui est faux physiquement mais qui permet, avec nos hypothèses, d'obtenir des résultats relativement précis).

Pour que le couplage électrothermique de E_0 , R_D et R_{DSon} soit pris en compte, la température T_j obtenue à chaque instant est réinjectée dans le modèle de pertes.

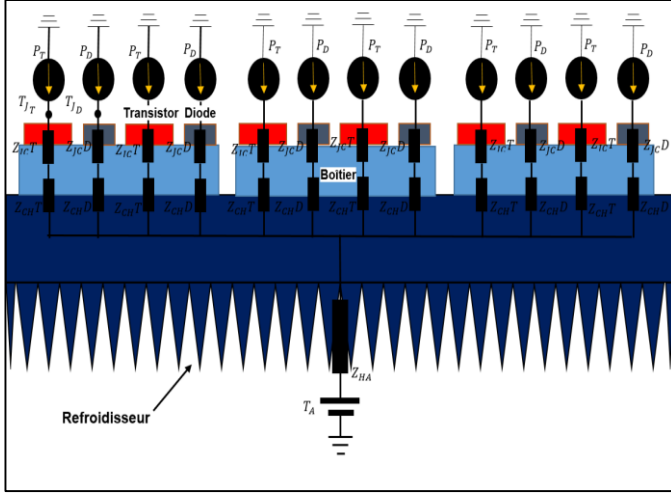
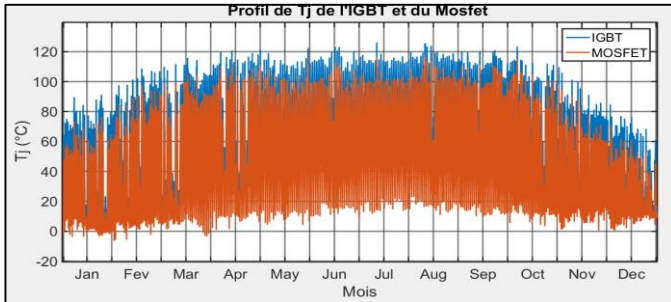


Fig. 19 Modèle thermique complet de l'onduleur triphasé.

La Fig. 20 montre le résultat de l'estimation des T_J moyennes correspondantes au profil du courant de la Fig. 5, qui est introduit dans le modèle de pertes, puis dans le modèle thermique, et à la température ambiante T_A de la Fig. 6. Nous indiquons ici que les refroidisseurs choisis pour les deux modules, tout en ayant la même constante thermique (200s), ont des résistances thermiques différentes qui sont choisies de telle manière à avoir la même valeur de $T_J=131^\circ\text{C}$ pour un courant maximal en régime permanent de 150 A. Ce choix permet d'obtenir des variations de températures comparables car, comme nous l'avons dit plus haut, les performances électriques et thermiques des deux modules sont très différentes. Sur la Fig. 20 nous pouvons remarquer que, pour le même courant et pour la même température ambiante T_A , les valeurs moyennes T_{J_M} du MOSFET sont plus basses que celles de l'IGBT. Cela est principalement dû à la forte dépendance de la résistance du MOSFET à la température, résistance qui augmente fortement avec cette dernière.

Fig. 20 T_{J_M} estimée sur une année pour l'IGBT et pour le MOSFET en SiC.

VI. INTEGRATION DES MODELES ET ALGORITHME DE « RAINFLOW »

« Rainflow » est un algorithme de comptage de cycles (contenus dans un profil de mission). Les profils de T_{J_M} des différents modules sont les entrées de cet algorithme, qui donne à sa sortie le nombre d'occurrence N de chaque niveau de ΔT_J à un niveau de T_J moyenne T_{J_M} donné, sous forme de tableaux et d'histogrammes $N=f(T_{J_M}, \Delta T_J)$ [21][22][23].

En appliquant cet algorithme sur les profils de température obtenus sur la Fig. 20, nous obtenons des histogrammes comparatifs pour T_{J_M} (Fig. 21) et pour ΔT_J (Fig. 22) dans le cas de l'IGBT et du MOSFET.

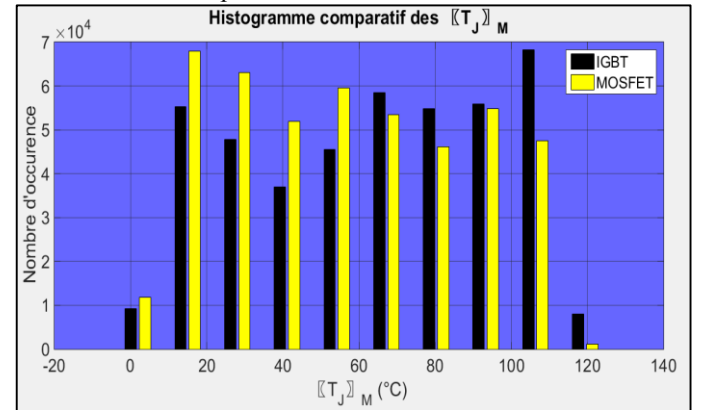
Sur la Fig. 21 nous remarquons que, sur les basses valeurs de la température de jonction moyenne ($< 60^\circ\text{C}$), le MOSFET présente plus d'occurrences que l'IGBT, par contre pour les hautes valeurs de T_{J_M} ($> 60^\circ\text{C}$), l'IGBT commence à avoir plus d'occurrences que le MOSFET, notamment pour $T_{J_M} > 100^\circ\text{C}$, là où les variations de la température de jonction sont les plus contraignantes. Sur la Fig.22 nous négligeons les valeurs de $\Delta T_J < 10^\circ\text{C}$ qui sont majoritaires (et liées entre autre au bruit de mesure), et nous nous intéressons seulement aux valeurs les plus contraignantes en terme de vieillissement. Sur cette figure nous remarquons que ces variations sont, dans la plupart des cas, plus importantes dans le cas de l'IGBT que dans le cas du MOSFET, notamment pour les forts ΔT_J .

Pour mieux quantifier la différence entre les deux modules, on calcule un Facteur des Contraintes Electrothermiques qui est le résultat de la multiplication des T_{J_M} par les ΔT_J correspondantes :

$$FCE = \frac{\sum_{i=1}^N T_{J_{M_i}} * \Delta T_{J_i} * n_i}{N} \quad (14)$$

où $T_{J_{M_i}}$, ΔT_{J_i} et n_i sont respectivement les $i^{\text{èmes}}$ valeurs de la température de jonction moyenne, la variation correspondante de cette température et le nombre d'occurrences du couple $(T_{J_{M_i}}, \Delta T_{J_i})$, et N le nombre total de ces couples de valeurs. Dans le cas de l'IGBT ce facteur vaut 32 et 24 dans le cas du MOSFET donc 1.3 fois plus petit que celui de l'IGBT. Ceci vérifie bien que les contraintes électrothermiques sont plus importantes sur le module IGBT.

Ces différences entre les valeurs obtenues dans les deux cas sont dues au couplage électrothermique de $R_{DS_{on}}$ dans le cas du MOSFET, qui est moins important pour le cas des paramètres électriques de l'IGBT. Même si cela demande à être confirmé car d'autres paramètres rentrent en compte, il semblerait donc que la durée de vie du package (fils de bonding, métallisation en face avant et brasures) soit améliorée par l'utilisation de composants en SiC.

Fig. 21 T_{J_M} estimée sur une année pour l'IGBT et pour le MOSFET en SiC.

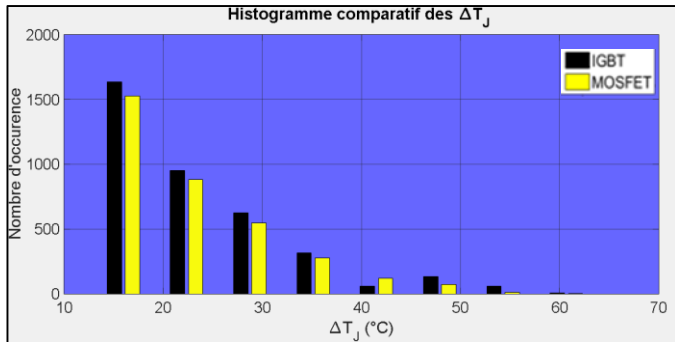


Fig. 22 ΔT_j estimée sur une année pour l'IGBT et pour le MOSFET en SiC.

VII. CONCLUSION

Dans cet article, nous avons utilisé un modèle d'estimation de la température de jonction (modèle de pertes + modèle thermique) pour comparer son évolution pour deux technologies de modules de puissance grâce à un profil de courant mesuré sur une année dans une centrale photovoltaïque. Ces deux modules utilisent des IGBTs en Si et des MOSFETs en SiC de même calibres en courant et en tension.

Le profil de température obtenu a ensuite été injecté dans un algorithme de « Rainflow ». Les résultats obtenus permettent de remarquer que le niveau de la température de jonction moyenne et la variation de cette température sont plus bas dans le cas du MOSFET en SiC, en raison du fort couplage électrothermique lié à la variation de $R_{DS(on)}$ avec la température.

Dans une première approche, cette différence laisse penser que les éléments du package des modules en SiC seraient moins contraints au niveau thermomécaniques et donc auraient une durée de vie plus longue [5][7]. De nombreuses études restent à mener pour vérifier cette hypothèse. Nous prévoyons d'une part de vérifier expérimentalement les modèles thermiques proposés et, d'autre part, d'effectuer des campagnes de vieillissement à partir de profils de mission représentatifs de l'application photovoltaïque.

RÉFÉRENCES

- [1] N.Thapar, R.Sodhi, K.Dierberger, G.Stojcic, C.Blake, and D.Kinzer, "MOSFET TECHNOLOGY ADVANCES DC-DC CONVERTER EFFICIENCY FOR PROCESSOR POWER", *PCIM 2001*.
- [2] SiC MOSFETs Enable High Frequency in High Power Conversion Systems, *John Mookken, Cree Inc.*
- [3] ROHM, "SiC Power Devices and Modules", Application Note, Rev.001, Issue of June 2013.
- [4] M. Bouarroudj-Berkani, S. Lefebvre, D. Othman, S. Moumen sabrine, Z. Khatir, T. Ben Salah, "Failure modes and robustness of SiC JFET transistors under current limiting operations", SATIE ENS CACHAN / LTN-IFSTTAR/University of Tunis El Manar.
- [5] R. Schmidt, F. Zeyss, U.Scheuermann, "Impact of Absolute Junction Temperature on Power Cycling Lifetime", SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG Sigmundstr.
- [6] Y. Wang, S. Jones, A. Dai, G. Liu, "Reliability enhancement by integrated liquid cooling in power IGBT", 8 July 2014.
- [7] N.Bosco, S. Kurtz, "Quantifying the Weather: an analysis for thermal", NREL PV Module Reliability Workshop February 18-19, 2010 Golden, CO.

- [8] M.Ikonen, "Power cycling lifetime estimation of IGBT power modules based on chip temperature modeling", Lappeenranta University of Technology, 11th of December, 2012
- [9] M. Corveon, « Modélisation Thermique Des Composants De Puissance », Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du Canton du Vaud, Haute Ecole Spécialisée de Suisse Occidentale.
- [10] Infineon Technologies AG, "Thermal equivalent circuit models", Edition 2008-06-16.
- [11] http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF225R17ME4-DS-v02_04-en_de.pdf?fileId=db3a30431ddc9372011e1c4df9f53c3d
- [12] <http://www.tme.eu/si/Document/64ccd4d58873f24e6d73dc701949e997/CAS300M17BM2.pdf>
- [13] Yang, Yongheng; Wang, Huai; Blaabjerg, Frede, "Improved Reliability of Single-Phase PV Inverters by Limiting the Maximum Feed-in Power Proceedings", 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).
- [14] J. Lutz, H. Schlangenotto, U. Scheuermann, R.De Doncker, "Semiconductor Power Devices", 2011.
- [15] A.Wintrich, U.Nicolai, W.Tursky, T.Reimann, "Application Manual-Power Semiconductors", SEMIKRON
- [16] CREE, "Selection Guide of SiC Schottky Diode in CCM PFC Applications", CPWR-AN05, REV A, 2012
- [17] Y.Yao, D.C.Lu, D. Verstraete, "Power Loss Modelling of MOSFET Inverter for Low-Power Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE, 2013.
- [18] INFINEON, Pradeep Kumar Tamma, "Small Signal OptiMOS™ 606 MOSFET in Low Power DC/DC converters", Application Note AN 2012-12 V2.0, December 2012.
- [19] INFINEON, D. Gracov, M. Pürsche, A. Kiep, "MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters", Application Note, V 1. 1, July 2006.
- [20] K-I. Pandya, W. McDaniel, "A Simplified Method of Generating Thermal Models for Power MOSFETs", IEEE, 2004.
- [21] P. Rajaguru, H. Lu, C. Bailey, "Application of Kriging and radial basis function in power electronic module wire bond structure reliability under various amplitude loading", International Journal of Fatigue 45 (2012) 61-70
- [22] J. Ottosson, « Assessment of Power Electronic Inverter Cooling Requirements for a Rear-Axle Drive », EPE 2011 – Birmingham
- [23] X. Perpiñà, L. Navarro, X. Jordà, M. Vellvehi, J-F. Serviere and M. Mermet-Guyennet, "Reliability and Lifetime Prediction for IGBT Modules in Railway Traction Chains".



Mouhannad Gabriel DBEISS reçu son diplôme d'ingénieur Electrique et Electronique (Contrôle et Informatique Industrielle) de l'Université Libanaise-Faculté de Génie 1, Tripoli, Liban, et son diplôme de master de recherche en Fiabilité-Identification-Diagnostique à l'Université Libanaise-TSML, Tripoli, Liban. Il a travaillé comme ingénieur d'applications à « National Instruments NI », Beyrouth, Liban. Il est en train de préparer sa thèse doctorale sur le « Suivi de l'état de santé des

onduleurs photovoltaïques à base des MOSFETs SiC » au Commissariat à l'Energie Atomique et aux Energies Renouvelables-Institut National de l'Energie Solaire (CEA-INES) et à l'Université Grenoble Alpes-INP-G2ELAB.